

**IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE**

IN RE APPLICATION OF: Christophe BOULANGER, et al.

SERIAL NO.: NEW U.S. PCT APPLICATION

FILED: HERewith

INTERNATIONAL APPLICATION NO.: PCT/FR99/02102

INTERNATIONAL FILING DATE: 03 SEPTEMBER 1999

FOR: METHOD FOR RECEIVING CDMA SIGNALS WITH SYNCHRONIZATION  
BEING OBTAINED THROUGH DOUBLE DELAYED MULTIPLICATION, AND  
ASSOCIATED RECEIVER**REQUEST FOR PRIORITY UNDER 35 U.S.C. 119  
AND THE INTERNATIONAL CONVENTION**Assistant Commissioner for Patents  
Washington, D.C. 20231

Sir:

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that  
the applicant claims as priority:

<b><u>COUNTRY</u></b>	<b><u>APPLICATION NO.</u></b>	<b><u>DAY/MONTH/YEAR</u></b>
FRANCE	98/11087	04 SEPTEMBER 1998

A certified copy of the corresponding Convention application(s) was submitted to the  
International Bureau in PCT Application No. **PCT/FR99/02102**. **Receipt of the certified  
copy(s) by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has  
been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.**

Respectfully submitted,  
OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,  
MAIER & NEUSTADT, P.C.**22850**Marvin J. Spivak  
Attorney of Record  
Registration No. 24,913  
Surinder Sachar  
Registration No. 34,423(703) 413-3000  
Fax No. (703) 413-2220  
(OSMMN 1/97)

**This Page Blank (uspto)**



FR 99/02102

EU

REC'D 20 SEP 1999	
WIPO	PCT

# BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

## COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le 26 AOUT 1999

Pour le Directeur général de l'Institut  
national de la propriété industrielle  
Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

**PRIORITY DOCUMENT**  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH  
RULE 17.1(a) OR (b)

INSTITUT  
NATIONAL DE  
LA PROPRIÉTÉ  
INDUSTRIELLE

SIEGE  
26 bis, rue de Saint Petersburg  
75800 PARIS Cédex 08  
Téléphone : 01 53 04 53 04  
Télécopie : 01 42 93 59 30

**This Page Blank (uspto)**



## BREVET D'INVENTION

26bis, rue de Saint-Petersbourg  
75800 Paris Cedex 08  
Téléphone: 01 53.04.53.04 Télécopie: 01.42.94.86.54

Code de la propriété intellectuelle-livre VI

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE.

0	RESERVE A L'INPI	
0-1	Date de remise des pièces	04.09.98
0-2	N° d'enregistrement national	9811087
0-3	Département de dépôt	75
0-4	Date de dépôt	04 SEP. 1998
0-6	Titre de l'invention	PROCEDE DE RECEPTION DE SIGNAUX AMRC AVEC SYNCHRONISATION OBTENUE PAR DOUBLE MULTIPLICATION RETARDEE ET RECEPTEUR CORRESPONDANT
0-8	Etablissement du rapport de Recherche	immédiat
0-9	Votre référence dossier	B13128.3RS
1	DEMANDEUR(s)	
1-1	Identifiant Nom Nom de jeune fille Adresse rue Adresse code postal et ville Pays Nationalité	F0000031 COMMISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE  31-33, rue de la Fédération 75015, PARIS France France
2A	MANDATAIRE	
	Identifiant Nom Prénoms Qualité Cabinet ou Société Adresse rue Adresse code postal et ville N° de téléphone N° de télécopie Courrier électronique	F0000037 POULIN Gérard Liste spéciale: 422-5/S002, Pouvoir général: 07068 BREVATOME 25, rue de Ponthieu 75008, PARIS 01 53 83 94 00 01 45 63 83 33 spibrev@easynet.fr

<b>3</b>	<b>INVENTEUR(s)</b>	
3-1	Nom Prénoms Adresse rue Adresse code postal et ville Pays	BOULANGER Christophe 2, Impasse Tellier 94200, IVRY SUR SEINE France
3-2	Nom Prénoms Adresse rue Adresse code postal et ville Pays	LEQUEPEYS Jean-René 4, rue de la République 38600, FONTAINE France
3-3	Nom Prénoms Adresse rue Adresse code postal et ville Pays	PIAGET Bernard  38610, VENON France
3-4	Nom Prénoms Adresse rue Adresse code postal et ville Pays	LIONTI Roselino 10, Impasse Saint-Ange 38180, SEYSSINS France
<b>4</b>	<b>Déclaration de PRIORITE ou REQUETE du bénéfice de la date de dépôt d'une demande antérieure</b>	Etat      Date      N° de la demande
<b>6</b>	<b>Documents et Fichiers joints</b>	Fichier électronique      Pages      Détails
6-1	Description	b13128rs.doc      18
6-2	Revendications	b13128rs.doc      3
6-3	Dessins	4
6-4	Abrégé	b13128rs.doc      1
6-5	Figure d'abrégé	1
		6 8 fig., 3 ex. — 2 ex.
<b>7</b>	<b>Mode de paiement</b>	Prélèvement sur compte client
7-1	Numéro du compte client	024
7-2	Remboursement à effectuer sur le compte n°	024
<b>8</b>	<b>REDEVANCES</b>	Devise      Taux      Montant à payer
	Dépôt	FRF      250.00      250.00
	Rapport de recherche (R.R.)	FRF      4 500.00      4 500.00
	Déclaration d'un droit de priorité	FRF      115.00      0.00
	Revendication à partir de la 11ème	FRF      115.00      0.00
	Total à acquitter	FRF           4 750.00
<b>9</b>	<b>Notes destinées à l'INPI</b>	
9-1	Notes N° 1	La forme juridique du déposant est : "Etablissement de Caractère Scientifique, Technique et Industriel"
<b>10</b>	<b>Signature</b>	
10-1	Signé par	Gérard POULIN

La loi n°78-17 du 6 janvier 1978 relative à l'informatique aux fichiers et aux libertés s'applique aux réponses faites à ce formulaire.  
Elle garantit un droit d'accès et de rectification pour les données vous concernant auprès de l'INPI.

PROCEDE DE RECEPTION DE SIGNAUX AMRC AVEC  
SYNCHRONISATION OBTENUE PAR DOUBLE MULTIPLICATION  
RETARDEE ET RECEPTEUR CORRESPONDANT

5

## DESCRIPTION

## Domaine technique

La présente invention a pour objet un procédé de  
réception de signaux AMRC avec synchronisation obtenue  
10 par double multiplication retardée et un récepteur  
correspondant.

Le sigle AMRC signifie "Accès Multiple à  
Répartition par les Codes" (en anglais CDMA pour "Code  
Division Multiple Access") et se réfère à une technique  
15 de communications numériques dans laquelle plusieurs  
utilisateurs empruntent un même canal de communications  
grâce à une attribution de séquences (ou codes) pseudo-  
aléatoires particulière.

## 20 Etat de la technique antérieure

La technique AMRC est largement décrite dans la  
littérature. On peut consulter, à cet égard, les deux  
ouvrages généraux suivants :

25 - Andrew J. VITERBI : "CDMA-Principles of Spread  
Spectrum Communication" Addison-Wesley Wireless  
Communications Series, 1975,

- John G. PROAKIS : "Digital Communications"  
McGraw-Hill International Editions, 3<sup>ème</sup>  
édition, 1995.

30

On peut consulter également des documents de  
brevets émanant du présent Demandeur et notamment :  
FR-A-3 712 129, FR-A-2 742 014 et FR-A-2 757 333.

Les techniques décrites dans ces documents mettent en oeuvre une théorie du signal qu'on peut résumer brièvement pour une meilleure compréhension de l'invention. On considère une porteuse de pulsation  $w$ ,  
 5 modulée en phase par une fonction du temps  $P(t)$ . Le signal modulé peut s'écrire :

$$s(t) = A(t) \cos[wt + P(t)]$$

où  $A(t)$  est l'amplitude du signal.

Cette expression peut se développer en :

10 
$$s(t) = A(t) \cos wt \cos P(t) - A(t) \sin wt \sin P(t)$$

En notant  $I(t)$  la partie  $A(t) \cos P(t)$ , qui est en phase avec la porteuse et  $Q(t)$  la partie  $A(t) \sin P(t)$ , qui est en quadrature avec celle-ci, on peut encore écrire ce dernier signal sous la forme :

15 
$$s(t) = I(t) \cos wt - Q(t) \sin wt$$

Le traitement du signal  $s(t)$  peut donc s'effectuer par le double traitement des parties  $I(t)$  et  $Q(t)$  qu'on notera plus simplement, par la suite,  $I$  et  $Q$ .

Les récepteurs qui traitent de tels signaux  
 20 reçoivent en général, sur deux entrées distinctes, de tels signaux  $I$  et  $Q$ . Ils sont obtenus en multipliant le signal de réception par une onde soit en phase avec la porteuse, soit en quadrature avec celle-ci. Les circuits effectuent ensuite divers traitements selon  
 25 les modulations exploitées. On trouve ainsi, dans le cas de modulation différentielle de phase, des traitements consistant à former la somme et la différence de produits d'échantillons retardés ou non, comme par exemple  $(I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1})$  et  $(Q_k I_{k-1} - I_k Q_{k-1})$  où  $k$   
 30 désigne le rang d'un échantillon.

La première expression est dite "DOT" et la seconde "CROSS". Le signal DOT permet la détermination du déphasage entre deux symboles successifs, alors que



les signaux DOT et CROSS, considérés ensemble, permettent de déterminer le nombre entier de fois  $\pi/2$  du déphasage entre symboles successifs. Ces signaux DOT et CROSS permettent donc la démodulation correcte et sans ambiguïté lorsqu'une modulation différentielle de phase a été utilisée à l'émission.

Les documents FR-A-2 742 014 ou FR-A-2 757 330 décrivent un récepteur mettant en oeuvre cette technique. Ce récepteur est représenté sur la figure 1 annexée. Il comprend deux voies similaires, l'une traitant la composante I en phase et l'autre la composante Q en quadrature. La première voie comprend des premiers moyens 10(I) aptes à remplir une fonction de filtrage adapté à la séquence pseudo-aléatoire utilisée à l'émission et des moyens de retard 12(I). La seconde voie comprend, comme la première, des seconds moyens 10(Q) apte à remplir une fonction de filtrage adapté à ladite séquence pseudo-aléatoire et des moyens de retard 12(Q).

Le circuit comprend encore un circuit de multiplication 14 possédant :

- deux premières entrées, l'une reliée à la sortie des premiers moyens numériques 10(I) de filtrage et recevant un premier signal filtré  $I_k$  et l'autre reliée à la sortie des premiers moyens aptes à remplir la fonction de retard 12(I) et recevant un premier signal filtré-retardé  $I_{k-1}$ ,
- deux secondes entrées, l'une reliée à la sortie des seconds moyens 10(Q) de filtrage et recevant un second signal filtré  $Q_k$  et l'autre reliée à la sortie des seconds moyens aptes à

remplir la fonction retard 12(Q) et recevant un second signal filtré-retardé  $Q_{k-1}$ ,

- 5 - des moyens pour calculer les deux produits directs entre signaux filtrés et filtrés-retardés de la première et de la seconde voies, à savoir  $I_k I_{k-1}$  et  $Q_k Q_{k-1}$ , et les deux produits croisés entre signal filtré d'une voie et signal filtré-retardé de l'autre voie, à savoir  $Q_k I_{k-1}$  et  $I_k Q_{k-1}$ ,
- 10 - des moyens pour calculer la somme des produits directs, soit  $DOT_k = I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1}$  et la différence des produits croisés, soit  $CROSS_k = Q_k I_{k-1} - I_k Q_{k-1}$ .

15 Le circuit décrit dans les documents cités comprend encore un circuit d'intégration et de régénération d'horloge 16 recevant la somme des produits directs et la différence des produits croisés.

20 Ce circuit comprend enfin un moyen numérique de programmation 18 contenant des informations aptes à programmer notamment les premiers et seconds moyens de filtrage 10(I), 10(Q).

25 Le document FR-A-2 757 330 cité montre, sur ses figures 3, 4 et 5, l'allure des signaux DOT et CROSS dans le cas d'une modulation différentielle à deux états de phase (DPSK) ou à quatre états de phase (DQPSK). Il s'agit de pics marqués, tantôt positifs ou négatifs selon les cas.

30 Dans de tels récepteurs, la synchronisation, qui permet de localiser les données d'informations dans le signal filtré, est l'une des opérations fondamentales. Elle s'effectue en suivant les pics des signaux DOT

et/ou CROSS et en déterminant l'instant où ces pics passent par un maximum. Le document FR-A-2 742 014, déjà cité, décrit un circuit comprenant essentiellement un comparateur, un registre et un compteur, moyens qui  
 5 permettent d'engendrer une impulsion dont le front montant est calé sur le pic reçu. Cette impulsion constitue le signal de synchronisation.

Le circuit de la figure 1 peut être légèrement  
 10 modifié, comme illustré sur la figure 2, par adjonction d'un circuit 22 de calcul d'une moyenne. Sur la figure 2, le circuit ovale 14 est censé symboliser la multiplication retardée des échantillons, c'est-à-dire la multiplication d'un échantillon par l'échantillon  
 15 précédent conjugué. La valeur  $T_b$  correspond à la durée d'un bit (ou d'un symbole) d'information.

Le circuit 20 est un circuit de recherche du maximum de  $|DOT_k|$  et  $|CROSS_k|$  et le circuit 22 un circuit qui effectue une moyenne. Un exemple de ce  
 20 dernier circuit est représenté sur la figure 3. Il comprend un multiplieur 23, un circuit 24 de gain  $1/2^m$ , un circuit retard 25 d'une quantité  $T_b$  correspondant à la durée d'un bit de données et un circuit 26 de gain  $2^m-1$  rebouclé sur le multiplieur 23.

25 Si l'on désigne par  $X(n)$  le signal d'entrée et par  $Y(n)$  le signal de sortie, on a :

$$Y(n) = X(n-1) + Y(n-1) \frac{2^m - 1}{2^m}$$

où  $m$  est un facteur réglable. Le signal  $Y(n)$  constitue le signal de synchronisation définitif.

30

Ce procédé de réception et les récepteurs correspondants, s'ils donnent satisfaction à certains

égards, conduisent encore à un certain risque d'erreur sur l'information restituée, erreur que l'on mesure par une quantité dite taux d'erreur binaire (TEB).

La présente invention a justement pour but de  
5 remédier à cet inconvénient en réduisant ce taux au prix de modifications mineures.

Selon l'invention, cette amélioration est obtenue par la mise en oeuvre d'une technique dite de double multiplication retardée que l'on trouve dans un type  
10 particulier de détection à savoir la double détection différentielle. La double détection différentielle est connue dans les transmissions hertziennes, notamment dans les transmissions par satellite. Mais elle ne sert qu'au décodage de l'information et non à l'opération de  
15 synchronisation. Elle est décrite, par exemple, dans l'article de M.K. SIMON et D. DIVSALAR intitulé "On the Implementation and Performance of Single and Double Differential Detection Schemes" publié dans la revue "IEEE Transactions on Communications", vol. 40, n°2,  
20 février 1992, pp. 278-291.

La figure 4 annexée rappelle le principe de cette double détection différentielle. Le schéma représente un émetteur E et un récepteur R. Dans l'émetteur E, on trouve essentiellement un premier multiplieur associé  
25 et à un premier circuit à retard 32 d'une durée égale à la durée des symboles à transmettre, ainsi qu'un second multiplieur 34 associé à un second circuit à retard 36. Côté récepteur R, on trouve des moyens similaires, à savoir un premier multiplieur 40 associé à un premier  
30 circuit à retard 42 ainsi qu'un second multiplieur 44 associé à un second circuit à retard 46. Ces moyens effectuent un codage puis un décodage symétrique de l'information. Les données sont codées de telle sorte

qu'une fois décodées, les prises de décision sont indépendantes du bruit Doppler, comme l'explique l'article cité.

5 Il faut souligner encore que, dans cette technique, il n'est pas question de synchronisation mais uniquement de codage-décodage.

La présente invention préconise d'utiliser le principe de la double multiplication retardée pour améliorer la qualité de l'opération de synchronisation.  
10 Par ailleurs, l'invention se place dans le cadre de l'AMRC, qui suppose un étalement de spectre des symboles d'information par des séquences pseudo-aléatoires, ce qui est un domaine très éloigné des transmissions hertziennes.

15

#### Exposé de l'invention

De façon précise, la présente invention a pour objet un procédé de réception d'un signal AMRC, comprenant une opération de corrélation avec des  
20 séquences pseudo-aléatoires appropriées, une opération de synchronisation apte à localiser les données dans le signal de corrélation obtenu et une opération de restitution des données, ce procédé étant caractérisé en ce que l'opération de synchronisation met en oeuvre  
25 une double multiplication retardée du signal de corrélation.

L'invention a également pour objet un récepteur AMRC comprenant :

30 - des moyens de corrélation travaillant avec des séquences pseudo-aléatoires appropriées, et délivrant un signal de corrélation,

- des moyens de synchronisation aptes à délivrer un signal de synchronisation localisant les données dans le signal de corrélation,
- des moyens de décodage aptes à restituer les données,

5 ce récepteur étant caractérisé en ce que les moyens de synchronisation sont des moyens de double multiplication retardée du signal de corrélation.

#### 10 Brève description des dessins

- la figure 1, déjà décrite, illustre un récepteur connu ;
- la figure 2, déjà décrite, illustre un mode particulier de réalisation des moyens de synchronisation ;
- 15 - la figure 3, déjà décrite, montre le principe d'un moyennneur ;
- la figure 4, déjà décrite, illustre le principe de la double détection différentielle utilisée pour le codage et le décodage de données
- 20 d'information ;
- la figure 5 illustre schématiquement le procédé de double multiplication retardée mis en oeuvre dans l'invention ;
- 25 - la figure 6 montre l'allure d'un signal traité ;
- la figure 7 est un diagramme montrant les relations existant entre diverses grandeurs différentielles ;
- 30 - la figure 8 illustre de manière comparative les performances d'un récepteur conforme à l'invention.

### Description de modes particuliers de réalisation

La figure 5 illustre schématiquement la partie synchronisation d'un récepteur conforme à l'invention. Les filtres adaptés (ou les corrélateurs), les moyens de décodage, etc... ne sont pas représentés car ils l'ont déjà été sur la figure 1. On suppose, en outre, que l'on traite des signaux complexes avec une composante I (en phase, ou réelle) et une composante Q (en quadrature, ou imaginaire).

Le circuit de la figure 5 reçoit des échantillons  $I_k$  et  $Q_k$  repérés par leur rang  $k$ . La double multiplication retardée est obtenue, d'une part, par le circuit 50 et les circuits à retard 52, 54, ceci pour la première multiplication retardée, et, d'autre part, par le circuit 60 et les circuits à retard 62, 64 pour la seconde. Le circuit représenté se complète par un circuit 66 de repérage des maxima et un moyennneur 68.

La première multiplication permet d'obtenir les composantes  $DOT_k^{(1)}$  et  $CROSS_k^{(1)}$  définies par

$$DOT_k^{(1)} = I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1}$$

$$CROSS_k^{(1)} = I_{k-1} Q_k - I_k Q_{k-1}$$

L'indice haut (1) rappelle qu'il s'agit d'échantillons obtenus après une première multiplication retardée.

La seconde multiplication permet d'obtenir deux autres composantes, marquées par un indice haut (2), à savoir :

$$DOT_k^{(2)} = DOT_k^{(1)} \cdot DOT_{k-1}^{(1)} + CROSS_k^{(1)} \cdot CROSS_{k-1}^{(1)}$$

$$CROSS_k^{(2)} = DOT_{k-1}^{(1)} \cdot CROSS_k^{(1)} - DOT_k^{(1)} \cdot CROSS_{k-1}^{(1)}$$

La synchronisation selon l'invention s'effectue sur les signaux  $DOT^{(2)}$  et  $CROSS^{(2)}$ .

Pour comprendre pourquoi la double multiplication retardée apporte un avantage par rapport à la simple multiplication, il faut revenir sur la théorie des communications numériques à étalement de spectre à l'aide de séquences pseudo-aléatoires et calculer la probabilité de détection d'un pic.

Un signal en bande de base correspondant au message émis par le  $u^{\text{ième}}$  utilisateur peut s'écrire :

$$s_u(t) = \sqrt{P_u} b_u(t) a_u(t) e^{j\phi_u},$$

où :

- $P_u$  est la puissance reçue au niveau du récepteur ;

- $b_u(t) = \sum_{i=0}^{M-1} b_{i,u} p_{T_b}(t - iT_b)$ , sont les données émises, où les  $b_{i,u}$  prennent les valeurs +1 ou -1,  $M$  représentant le nombre de bits contenus dans le bloc d'informations considérées :

$$p_{T_b}(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } t \text{ est dans la plage } 0 - T_b \\ 0 & \text{si } t \text{ est en dehors de cette plage} \end{cases}$$

- $a_u(t)$  est la séquence d'étalement, soit
- $$a_u(t) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} X_j^u p_{T_c}(t - jT_c - iT_b), \text{ où } N = \frac{T_b}{T_c} \text{ est le gain}$$

de traitement ou longueur des séquences,  $X_j^u$  prend les valeurs +1 ou -1 et  $T_c$  est la durée d'un chip rectangulaire ;

- $\theta_u$  est une phase (relative à une phase de référence).

A cause de l'asynchronisme inhérent aux systèmes, le signal total reçu s'écrit :



$$r(t) = \sum_{u=1}^U S_u(t - \tau_u) + n(t),$$

où :

- U est le nombre d'utilisateurs ;
- $\tau_u$ , dans la plage  $(0, T_b)$ , est le retard associé  
5 au  $u^{i\text{ème}}$  utilisateur ;
- $n(t)$  est un bruit blanc gaussien de densité  
spectrale de puissance unilatérale  $\frac{N_0}{2}$ .

Ce formalisme classique suppose :

- 10 • l'absence de trajets multiples,
- l'absence de rotations de phase au cours de la  
transmission (pas d'évanouissement ni d'effet  
Doppler),
- l'invariance du canal pendant la transmission,
- 15 • un canal de bande infinie (les signaux sont  
parfaitement rectangulaires).

20 Les sorties des filtres adaptés aux U séquences  
d'étalement forment les composantes d'un vecteur noté  
 $\bar{y}$ .

L'enveloppe complexe du vecteur  $\bar{y}$  s'écrit :

$$\bar{y} = \bar{y}_r \cos(\Theta) + \bar{y}_i \sin(\Theta)$$

La  $i^{i\text{ème}}$  sortie du filtre adapté au  $u^{i\text{ème}}$  utilisateur  
est le  $((i-1)U + u)^{i\text{ème}}$  élément de ce vecteur  $\bar{y}$  ;

25 La grandeur  $\Theta$  est une matrice diagonale de rang UM  
dont les éléments sont les phases associées au  $i^{i\text{ème}}$  bit  
du  $u^{i\text{ème}}$  utilisateur.

Les composantes en phase et en quadrature de  $y$   
s'écrivent :

$$\begin{cases} y_{I_{(i-1)U+u}} = y_{I,u}^I = \int_{(i-1)T_b + \tau_u}^{iT_b + \tau_u} r_I(t) a_u(t - \tau_u) dt \\ y_{Q_{(i-1)U+u}} = y_{I,u}^Q = \int_{(i-1)T_b + \tau_u}^{iT_b + \tau_u} r_Q(t) a_u(t - \tau_u) dt \end{cases}$$

où  $r_I(t) = \text{Re}[r(t)]$  et  $r_Q(t) = \text{Im}[r(t)]$ . Matriciellement, on peut écrire :

$$\begin{cases} \bar{y}_I = RW \cos(\Theta) \bar{b} + \bar{n}_I \\ \bar{y}_Q = RW \sin(\Theta) \bar{b} + \bar{n}_Q \end{cases}$$

5 où :

- R est une matrice carrée de rang UM :

$$R = \begin{pmatrix} R(0) & R(1) & & & & \\ R(-1) & R(0) & R(1) & & & \\ & R(-1) & R(0) & & & \\ & & & & & \\ & & & & & \\ & & & & & \end{pmatrix}$$

(Diagram showing connections between R(1) and R(-1) elements in adjacent rows)

- Le  $(u, \ell)^{\text{ième}}$  élément de la matrice carrée de rang K,  $R(i)$  est :

$$10 \quad \rho_{u,\ell}(i) = \int_{-\infty}^{+\infty} a_u(t - \tau_u) a_\ell(t - \tau_\ell) dt$$

- W est une matrice diagonale de rang UM, dont les éléments sont les racines carrées des puissances reçues, et définie de la même manière que  $\Theta$  ;

15

- $\bar{b}$  est un vecteur de taille UM, dont le  $j^{\text{ième}}$  élément ( $j = (i-1)U + u$ ) est le  $i^{\text{ième}}$  symbole transmis par le  $u^{\text{ième}}$  utilisateur,
- $\bar{n}_I$  et  $\bar{n}_Q$  sont des vecteurs de bruit coloré.

Si  $\tau_1 < \tau_2 < \dots < \tau_U$ , alors  $R(1)$  est une matrice triangulaire supérieure de diagonale nulle,  $R(-1) = R(1)^T$  où  $T$  représente une transposition, et  $R(i) = 0$ , quel que soit  $|i| > 1$ . Cette hypothèse non-restrictive n'altère en rien la généralisation du formalisme proposé.

On s'intéresse aux sorties de corrélation dans une fenêtre temporelle de durée égale à la durée des bits. Hors des pics, les signaux sur ces sorties s'écrivent :

$$\int_0^{T_b} r_1(t) a_u(t - nT_c) dt = r_{u,n}, \quad (r \text{ pour partie réelle, voie I}).$$

On peut simplifier cette notation en  $r_u$  (respectivement  $i_u$  pour la partie imaginaire de la voie Q) pour désigner les sorties de corrélation sur les voies I et Q, sur une fenêtre de durée  $T_b$ .

La figure 6 montre l'allure du signal  $r_u$  avec un fond 69 et un pic 70, le cadre en tirets symbolisant la fenêtre temporelle correspondant à un bit de données. Si ces sorties ne contiennent pas de signal (en dehors du pic), on peut modéliser  $r_u$  et  $i_u$  par des processus gaussiens de moyenne nulle et écrire les probabilités :

$$\begin{cases} p(r_u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{r_u^2}{2\sigma^2}} \\ p(i_u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{i_u^2}{2\sigma^2}} \end{cases}$$

où :

$$\sigma^2 = \sigma_{N_0}^2 + \frac{U-1}{3N},$$

dans le cas de transmissions asynchrones. Dans les cas qui intéressent l'invention,  $\sigma_{N_0}^2$  est très inférieur à

$$\frac{U-1}{3N}, \text{ de sorte que } \sigma^2 \approx \frac{U-1}{3N}.$$

La synchronisation, après la démodulation différentielle, peut être vue comme une détection quadratique, où l'on détermine la somme des carrés  $r_u^2 + i_u^2$  (en toute rigueur, on calcule  $r_{u,n}r_{u,n-N} + i_{u,n}i_{u,n-N}$ , mais on peut simplifier l'exposé en prenant  $r_u^2 + i_u^2$ ). Cette quantité représente le carré de l'amplitude  $A_u$  du vecteur de composantes  $r_u, i_u$  :

$$A_u^2 = r_u^2 + i_u^2.$$

On peut définir un angle  $\phi_u$  tel que :

$$\begin{cases} r_u = A_u \cos(\phi_u) \\ i_u = A_u \sin(\phi_u) \end{cases}$$

Si  $p(r_u, i_u)$  et  $q(A_u, \phi_u)$  désignent les probabilités conjointes relativement à  $(r_u, i_u)$  et  $(A_u, \phi_u)$  on a :

$$p(r_u, i_u) dr_u di_u = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r_u^2 + i_u^2}{2\sigma^2}} dr_u di_u = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{A_u^2}{2\sigma^2}} dr_u di_u = q(A_u, \phi_u) dA_u d\phi_u.$$

Les éléments différentiels cartésiens  $dr_u$  et  $di_u$  sont reliés aux éléments différentiels polaires  $dA_u, d\phi_u$  selon le schéma de la figure 7. L'aire du rectangle est  $dr_u di_u$  et l'aire du secteur circulaire est  $(A_u d\phi_u) dA_u$ . On peut considérer que ces deux aires sont sensiblement égales et écrire :

$$dr_u di_u = A_u d\phi_u dA_u$$

ce qui conduit à :

$$q(A_u, \phi_u) = \frac{A_u}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{A_u^2}{2\sigma^2}}.$$

$A_u$  et  $\phi_u$  sont donc décorrélés et :

$$\begin{cases} q(\phi_u) = \frac{1}{2\pi} \\ q(A_u) = \frac{A_u}{\sigma^2} e^{-\frac{A_u^2}{2\sigma^2}} \end{cases}$$

Si les sorties de corrélation contiennent un signal correspondant aux pics de corrélation, leurs moyennes  $m_{r_u}$  et  $m_{i_u}$  ne sont plus nulles et les probabilités (notées avec une barre) deviennent :

$$\bar{p}(r_u, i_u) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{(r_u - m_{r_u})^2 + (i_u - m_{i_u})^2}{2\sigma^2}} = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{A_u^2}{2\sigma^2} - \frac{m_{r_u}^2 + m_{i_u}^2 - 2r_u m_{r_u} - 2i_u m_{i_u}}{2\sigma^2}} = \bar{q}(A_u, \phi_u) dA_u d\phi_u$$

et il existe deux grandeurs  $S_u$  et  $\theta_u$  telles que :

$$\begin{cases} m_{r_u} = S_u \cos(\theta_u) \\ m_{i_u} = S_u \sin(\theta_u) \end{cases}$$

10 On obtient :

$$\bar{q}(A_u) = \int_{\phi_u=0}^{2\pi} \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{A_u^2}{2\sigma^2} - \frac{S_u^2 - 2A_u S_u \cos(\phi_u - \theta_u)}{2\sigma^2}} d\phi_u = \frac{1}{\pi\sigma^2} e^{-\frac{A_u^2 + S_u^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{A_u S_u}{\sigma^2}\right)$$

où  $I_0$  désigne la fonction de Bessel d'ordre zéro.

La probabilité de bonne détection du pic de corrélation est alors :

$$15 \quad P^{(1)} = \int_{\mathbb{R}} q(A_u) \left( \int_{x=A_u}^{+\infty} \bar{q}(x) dx \right) dA_u$$

$$\text{soit } P^{(1)} = \int_{\mathbb{R}} \frac{A_u}{\pi\sigma^2} e^{-\frac{A_u^2 + S_u^2}{2\sigma^2}} \left( \int_{A_u}^{+\infty} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{x S_u}{\sigma^2}\right) dx \right) dA_u$$

Ce calcul vaut pour une seule multiplication retardée, d'où l'indice haut (1) affectant  $P$ . Il peut être étendu au cas de la double multiplication retardée, et d'une façon générale au cas de  $n$  multiplications retardées. Les expressions deviennent :

$$A_u^{2^n} = r_u^{2^n} + i_u^{2^n}$$

$$\begin{cases} r_u^{(n)} = A_u^{2^{n-1}} \cos(\phi_u) \\ i_u^{(n)} = A_u^{2^{n-1}} \sin(\phi_u) \end{cases}$$

L'expression de la probabilité devient :

$$\begin{cases} m_{r_u^{(n)}} = S_u^{2^{n-1}} \cos(\theta_u) \\ m_{i_u^{(n)}} = S_u^{2^{n-1}} \sin(\theta_u) \end{cases}$$

$$P^{(n)} = \int_{\mathbb{R}^+} \frac{A_u e^{-\frac{A_u^{2^n} + S_u^{2^n}}{2\sigma^2}}}{2^{n-1} \pi \sigma^4} \left( \int_{(A_u) 2^{n-1}}^{+\infty} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} (x) 2^{\frac{1}{n-1}-1} I_0 \left( \frac{x (S_u)^{2^{n-1}}}{\sigma^2} \right) dx \right) dA_u$$

5

La question est maintenant de savoir si cette probabilité  $P^{(n)}$  de bonne détection du pic est accrue lorsque  $n$ , (c'est-à-dire le nombre de multiplications retardées) est supérieur à 1.

10

Le Demandeur a calculé cette probabilité dans le cas de  $U=5$  utilisateurs,  $N=63$  (séquences à 63 "chips") et  $S_u=1$ . Les résultats sont rassemblés dans le tableau suivant :

$n$	$P^{(n)}$
1	0,32
2	0,69
3	0,67
4	0,34
5	0,18

15

On voit que la synchronisation basée sur une double multiplication retardée est plus fiable que la synchronisation classique. Par contre, l'augmentation de  $n$  au-delà de 2 n'apporte rien, sinon une complexité matérielle accrue.

20

Les courbes de la figure 8 permettent une comparaison entre les performances obtenues avec l'invention et celles des techniques classiques. Elles  
 5 montrent l'évolution du taux d'erreur de bits (TEB) en fonction du rapport signal sur bruit (RSB). Sur cette figure :

- 10 - les trois courbes 71, 72, 73 correspondent à un récepteur sans étage de suppression parallèle d'interférences d'accès multiple ; la courbe 71 correspond à l'art antérieur (une seule multiplication retardée), la courbe 72 correspond à l'invention (deux multiplications retardées) et la courbe 73 à une courbe  
 15 idéale ;
- les trois courbes 81, 82, 83 correspondent à un récepteur possédant un seul étage de suppression parallèle d'interférences, avec les  
 20 mêmes trois cas respectifs (unique multiplication retardée, double multiplication retardée, idéal) ;
- les trois courbes 91, 92, 93 correspondent à un récepteur à deux étages de suppression  
 25 parallèle d'interférences avec les mêmes trois cas successifs ;
- la courbe 95 correspond au cas théorique idéal.

Ces résultats montrent l'intérêt de la double multiplication retardée pour la synchronisation. Cette  
 30 opération n'est guère plus coûteuse que la simple multiplication retardée, si ce n'est qu'il faut la doubler pour chacune des voies. En revanche, elle améliore grandement la synchronisation, permettant de meilleures reconstructions et de meilleures estimations

à chaque étage de suppression parallèle  
d'interférences.



## REVENDICATIONS

1. Procédé de réception d'un signal AMRC, comprenant une opération de corrélation avec des  
5 séquences pseudo-aléatoires appropriées, une opération de synchronisation apte à localiser les données dans le signal de corrélation obtenu, et une opération de restitution des données, ce procédé étant caractérisé en ce que l'opération de synchronisation met en oeuvre  
10 une double multiplication retardée du signal de corrélation.

2. Procédé selon la revendication 1, dans lequel on recherche un maximum du signal obtenu par double  
15 multiplication retardée et on délivre un signal de synchronisation correspondant audit maximum.

3. Procédé selon la revendication 2, dans lequel on effectue une moyenne de deux maxima successifs  
20 obtenus avant de produire le signal de synchronisation.

4. Procédé selon la revendication 1, dans lequel le signal de corrélation étant constitué d'une suite d'échantillons, on effectue une première multiplication  
25 retardée consistant à multiplier un échantillon du signal de corrélation par l'échantillon précédent conjugué, puis une seconde multiplication retardée consistant à multiplier un échantillon du signal ainsi obtenu par l'échantillon précédent conjugué dudit  
30 signal obtenu.

5. Procédé selon la revendication 4, dans lequel, le signal de corrélation étant un signal complexe avec

une composante réelle ( $I_k$ ) et une composante imaginaire ( $Q_k$ ), le signal obtenu après la première multiplication retardée étant lui aussi complexe avec une composante réelle ( $\text{DOT}^{(1)}_k$ ) et une composante imaginaire ( $\text{CROSS}^{(1)}_k$ ) :

- 5      - pour effectuer la première multiplication retardée, on calcule la quantité  $I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1}$ , ce qui fournit la composante réelle ( $\text{DOT}^{(1)}_k$ ) du nouveau signal, on calcule la quantité  $Q_k I_{k-1} - I_k Q_{k-1}$ , ce qui fournit la composante ( $\text{CROSS}^{(1)}_k$ ) du nouveau signal,
- 10      - pour effectuer la seconde multiplication retardée, on calcule la quantité  $(\text{DOT}^{(1)}_k)(\text{DOT}^{(1)}_{k-1}) + (\text{CROSS}^{(1)}_k)(\text{CROSS}^{(1)}_{k-1})$  ce qui donne la composante réelle ( $\text{DOT}^{(2)}_k$ ) du signal final et on calcule la quantité  $(\text{DOT}^{(1)}_{k-1})(\text{CROSS}^{(1)}_k) - (\text{DOT}^{(1)}_k)(\text{CROSS}^{(1)}_{k-1})$ , ce qui donne la composante imaginaire ( $\text{CROSS}^{(2)}_k$ ) du signal final.

20

6. Récepteur de signal AMRC pour la mise en oeuvre du procédé selon la revendication 1, ce récepteur comprenant :

- 25      - des moyens de corrélation travaillant avec des séquences pseudo-aléatoires appropriées, ces moyens délivrant un signal de corrélation,
- des moyens de synchronisation aptes à délivrer un signal de synchronisation localisant les données dans le signal de corrélation,
- 30      - des moyens de décodage aptes à restituer les données,

ce récepteur étant caractérisé en ce que les moyens de synchronisation sont des moyens de double multiplication retardée du signal de corrélation.

1 / 4

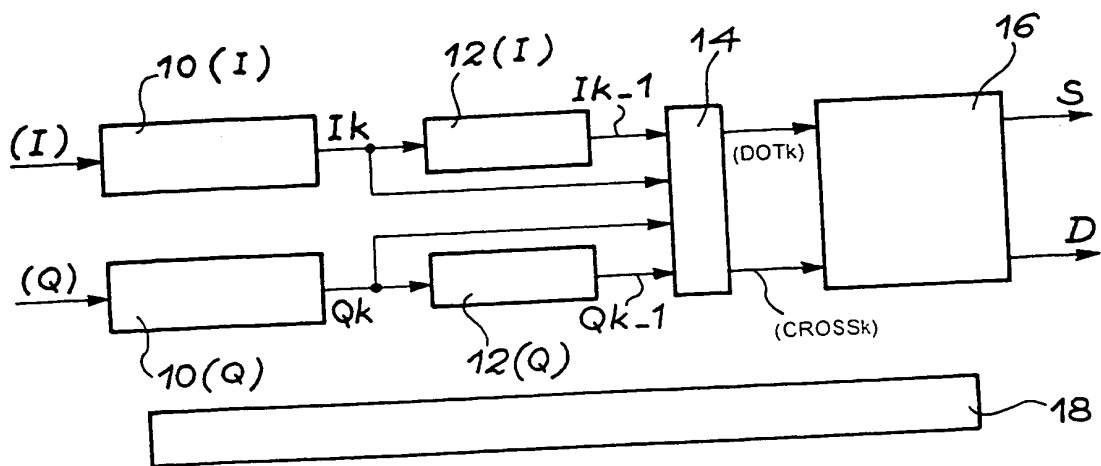


FIG. 1

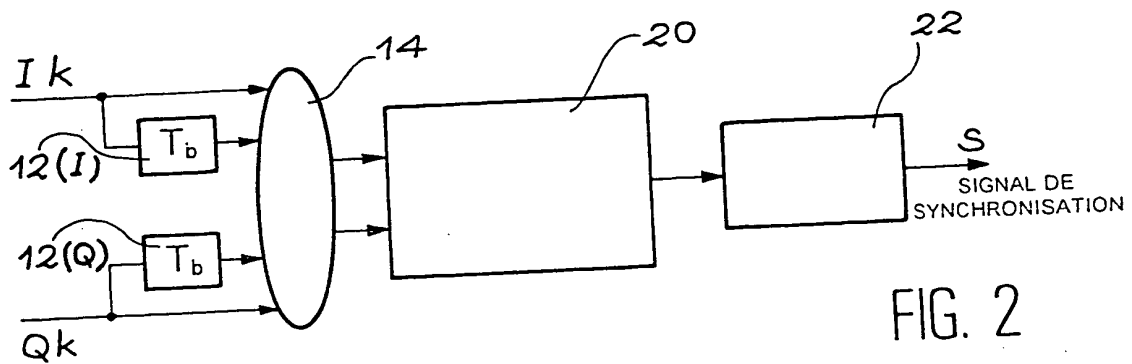


FIG. 2

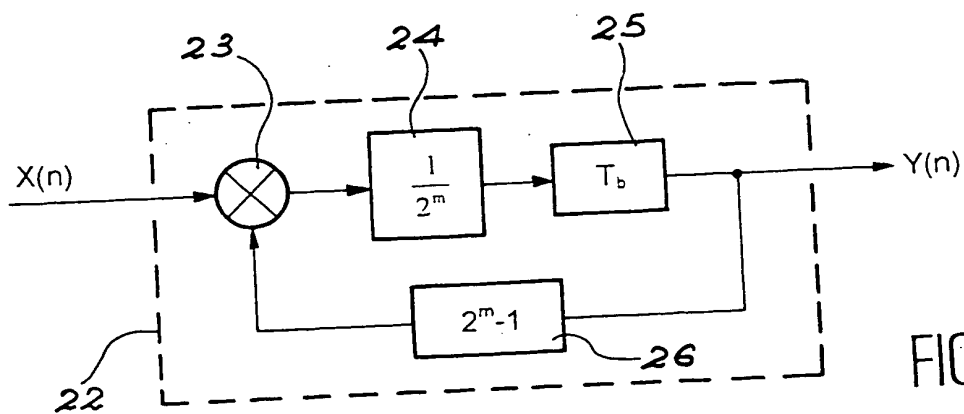


FIG. 3

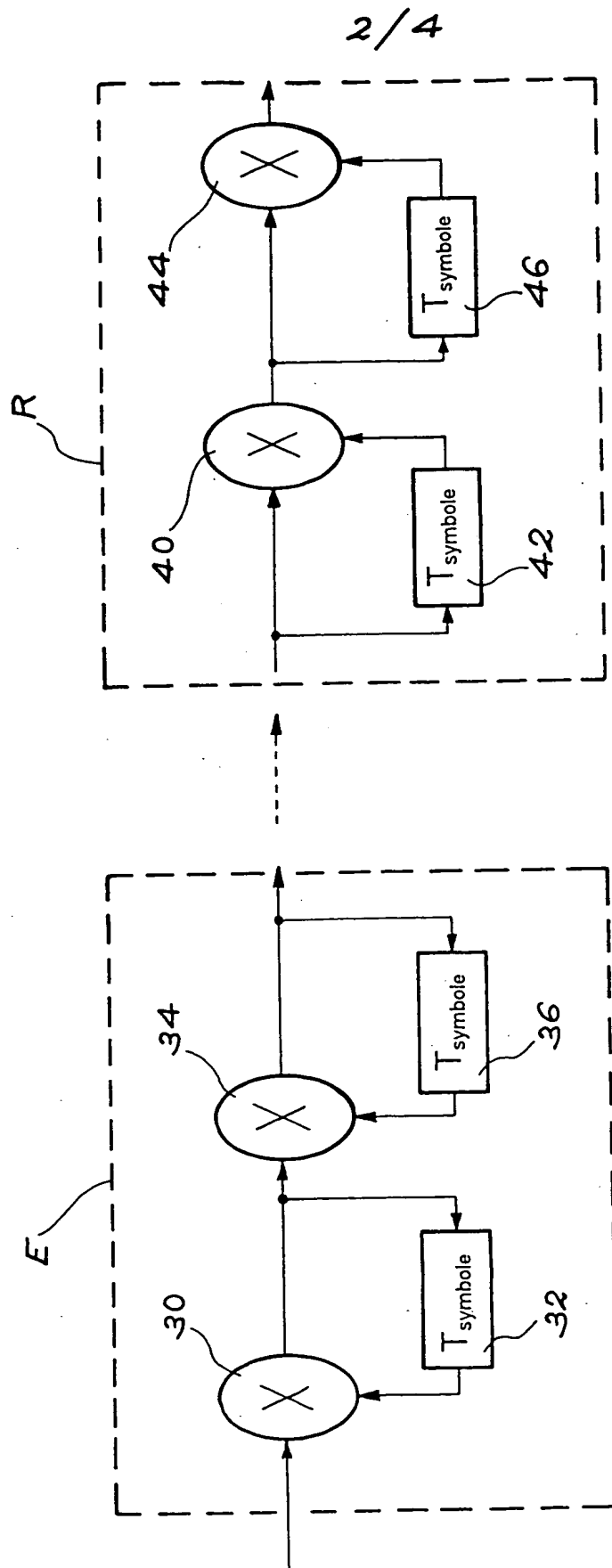


FIG. 4

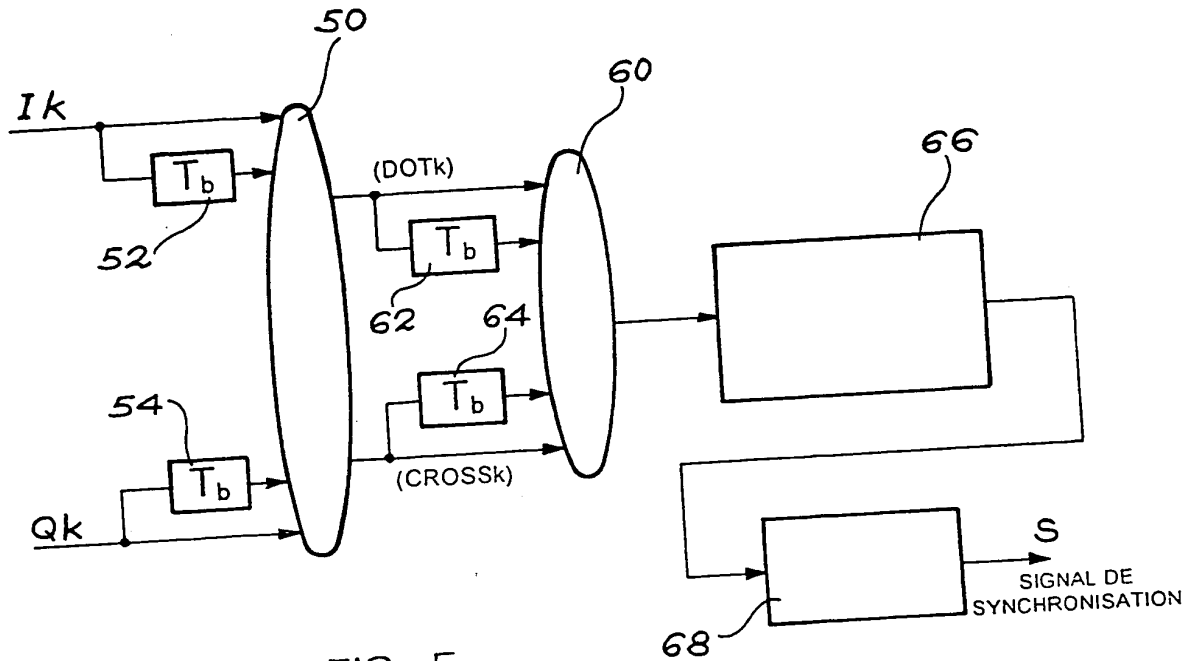


FIG. 5

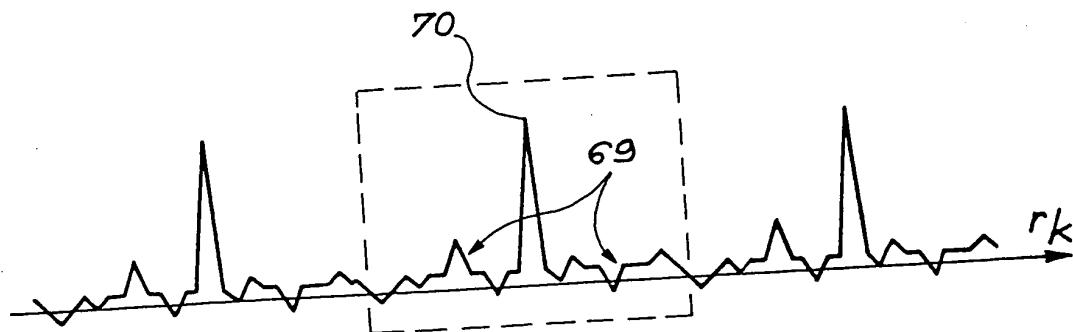


FIG. 6

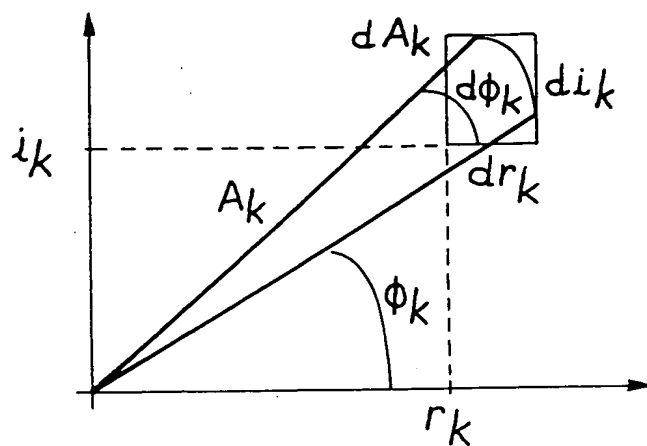


FIG. 7

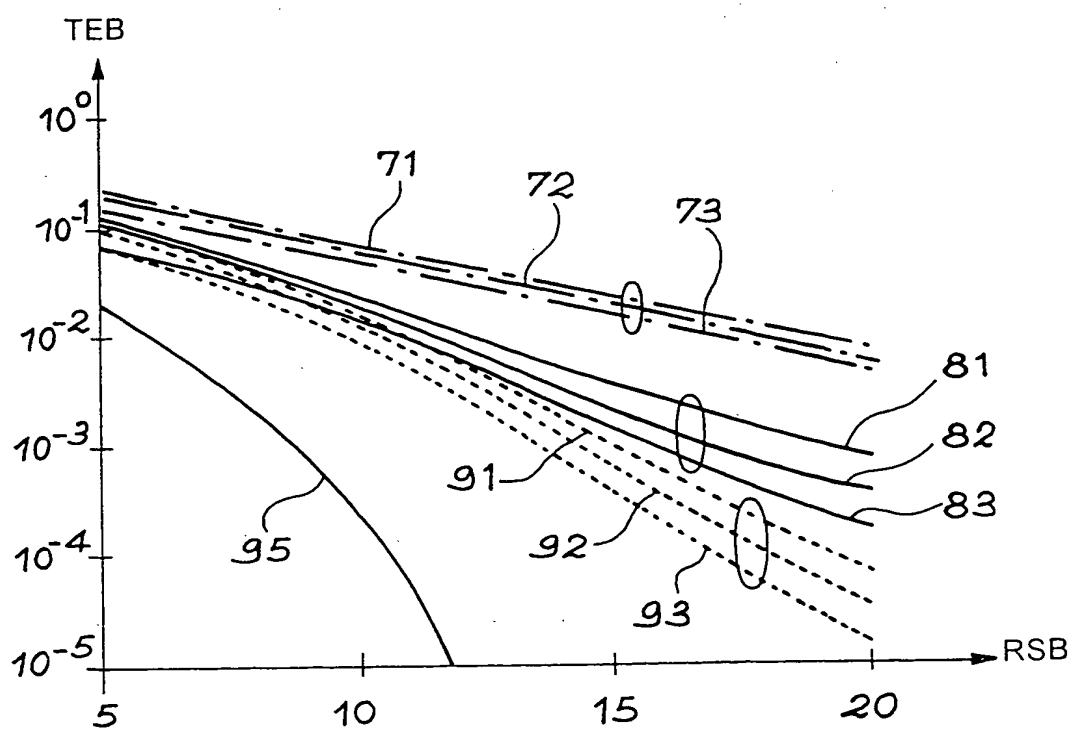


FIG. 8

**This Page Blank (uspto)**